

Japanese Patent Office
Patent Laying-Open Gazette

Patent Laying-Open No. 10-22860
Date of Laying-Open: January 23, 1998
International Class(es): H04B 1/30
H03D 1/22
H04B 1/10
H04L 27/22

(11 pages in all)

Title of the Invention: Direct Conversion Receiver

Patent Appln. No. 8-185298
Filing Date: June 27, 1996
Inventor(s): Hiroaki SUDO et al.

Applicant(s): Matsushita Electric Industrial Co., Ltd.

74733.
デジタルコンバータ
LPF (図7)

1

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平10-22860

(43) 公開日 平成10年(1998) 1月23日

(51) Int.Cl. ⁶	識別記号	庁内整理番号	F I	技術表示箇所
H 0 4 B	1/30		H 0 4 B	1/30
H 0 3 D	1/22		H 0 3 D	1/22
H 0 4 B	1/10		H 0 4 B	1/10
H 0 4 L	27/22		H 0 4 L	27/22
				Z
				L
				Z

審査請求 未請求 請求項の数 6 F D (全 11 頁)

(21) 出願番号 特願平8-185298

(22) 出願日 平成 8 年(1996) 6 月27 日

(71) 出願人 000005821

松下電器産業株式会社

大阪府門真市大字門真1006番地

(72) 発明者 須藤 浩章

神奈川県横浜市港北区綱島東四丁目 3 番 1 号 松下通信工業株式会社内

(72) 発明者 太田 現一郎

神奈川県横浜市港北区綱島東四丁目 3 番 1 号 松下通信工業株式会社内

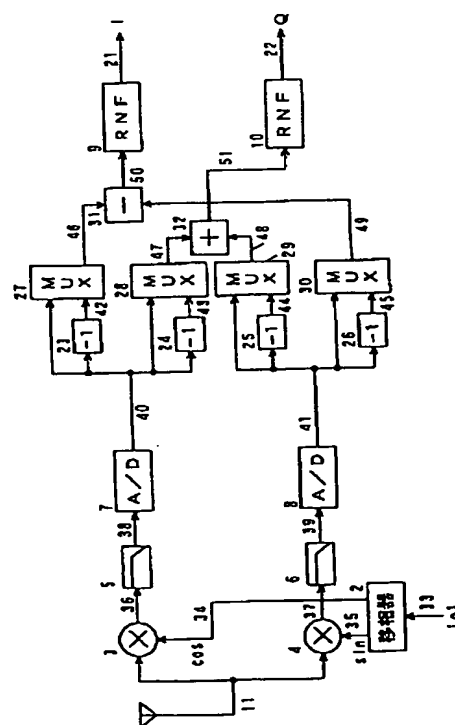
(74) 代理人 弁理士 役 昌明 (外 2 名)

(54) 【発明の名称】 ダイレクトコンバージョン受信機

(57) 【要約】

【課題】 局部発振信号の周波数を R F 信号の周波数からずらして直交検波する場合に、隣接チャネル波の重畳による受信障害を除去できるダイレクトコンバージョン受信機を提供する。

【解決手段】 この受信機の直交検波で得られた I、Q 信号の不要周波数成分を除くフィルタ 5、6 と、フィルタ出力のアナログ信号をデジタル信号に変換する A/D 変換器 7、8 と、デジタル信号に含まれる隣接波の成分を除去する、極性反転器 23~26 とマルチプレクサスイッチ 27~30 とデジタル加算器 32 とデジタル減算器 31 とから成るイメージ除去ミキサと、I、Q ベースバンド信号の波形整形を行なうルートナイキストフィルタ 9、10 とを設ける。希望信号帯域に落込んだ隣接波がイメージ除去ミキサで除かれ、受信障害が防止できる。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 受信信号に、RF信号からずらした周波数の局部発振信号を乗算して直交検波を行なうダイレクトコンバージョン受信機において、直交検波で得られたI、Q信号の不要周波数成分を除去するアナログローパスフィルタと、不要周波数成分の除去されたアナログ信号をデジタル信号に変換するA/D変換器と、変換された前記デジタル信号に含まれる隣接波の成分を除去するための、極性反転器とマルチプレクサスイッチとデジタル加算器とデジタル減算器とから成るイメージ除去ミキサと、前記イメージ除去ミキサから出力されるI、Qベースバンド信号に対して波形整形を行なうルートナイキストフィルタとを備えることを特徴とするダイレクトコンバージョン受信機。

【請求項2】 前記アナログローパスフィルタから出力される信号に対してI、Q利得誤差除去を行なう振幅調整回路を設けたことを特徴とする請求項1に記載のダイレクトコンバージョン受信機。

【請求項3】 前記局部発振信号に対して位相調整を行なう位相調整回路を設けたことを特徴とする請求項1または2に記載のダイレクトコンバージョン受信機。

【請求項4】 前記I、Q利得誤差除去をデジタル信号処理により行なうことを特徴とする請求項2に記載のダイレクトコンバージョン受信機。

【請求項5】 前記デジタル信号処理によるI、Q利得誤差除去の実行を、隣接波のレベルによって適応的に選択することを特徴とする請求項4に記載のダイレクトコンバージョン受信機。

【請求項6】 前記デジタル信号処理によるI、Q利得誤差除去の実行を、前記A/D変換器の出力する信号レベルによって適応的に選択することを特徴とする請求項5に記載のダイレクトコンバージョン受信機。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、デジタル移動体通信等に使用するダイレクトコンバージョン受信機に関し、特に、局部発振信号の周波数をRF信号の周波数からずらして行なう直交検波において、隣接波の除去を可能にしたものである。

【0002】

【従来の技術】直交変換によりRF信号から直接ベースバンド信号への変換を行なうダイレクトコンバージョンは、回路規模を小さくできるため、デジタル移動体通信などの受信機の多くで用いられている。

【0003】従来のダイレクトコンバージョン受信機は、図7に示すように、信号を受信する空中線1と、入力された局部発振信号からcos波及びsin波を得る移相器2と、受信信号と局部発振信号とをミキシングし

I、Q信号を得るミキサ3、4と、前記I、Q信号に対し不要周波数成分を除去するローパスフィルタ5、6と、アナログ信号をデジタル信号に変換するA/D変換器7、8と、前記I、Qベースバンド信号に対し波形整形を行なうルートナイキストフィルタ9、10とを備えている。

【0004】このダイレクトコンバージョン受信機では、まず、空中線1により受信された受信信号11が、ミキサ3、4に入力する。また、局部発振信号12が移相器2に入力し、cos波13とsin波14とが出力される。受信信号11とcos波13とはミキサ3によってミキシングされ、ダウンコンバートされた信号15が出力される。同様に、受信信号11とsin波14とはミキサ4によってミキシングされ、ダウンコンバートされた信号16が出力される。

【0005】次に、信号15は、アナログローパスフィルタ5に入力し、不要周波数成分が除去され、信号17として出力される。同様に、信号16は、アナログローパスフィルタ6に入力し、不要周波数成分が除去され、信号18として出力される。

【0006】次に、信号17と信号18とは、それぞれA/D変換器7、8によってデジタル信号に変換され、それぞれ信号19、20が出力される。

【0007】最後に、信号19と信号20とは、それぞれルートナイキストフィルタ9、10によって波形整形され、それぞれ波形整形されたベースバンドI信号21及び波形整形されたベースバンドQ信号22が出力される。

【0008】

【発明が解決しようとする課題】上記の構成のダイレクトコンバージョン受信機では、直交復調器を構成するミキサや増幅器の直流オフセット等によって、I、Qベースバンド信号に直流オフセットが生じ、この直流オフセットによって、受信感度が劣化するという問題があった。

【0009】こうした点を解決するため、直交復調器に入力する局部発振信号の周波数をRF信号の周波数からずらす方法がある。しかし、この方法を用いると、隣接チャネル波が希望信号に重畳され受信障害が生じるという問題点がある。

【0010】本発明は、このような従来の問題点を解決するものであり、直交検波器に入力する局部発振信号の周波数をRF信号の周波数からずらして直交検波する場合に、隣接チャネル波の重畳による受信障害を除去することができるダイレクトコンバージョン受信機を提供することを目的としている。

【0011】

【課題を解決するための手段】そこで、本発明のダイレクトコンバージョン受信機では、直交検波で得られたI、Q信号をデジタル信号に変換した後、極性反転器とマルチプレクサスイッチとデジタル加算器とデジ

タル減算器とから成るイメージ除去ミキサを用いて、デジタル信号に含まれる隣接波成分を除去している。

【0012】そのため、隣接波に起因する受信障害を防ぐことができる。

【0013】

【発明の実施の形態】本発明の請求項1に記載の発明は、受信信号にRF信号からずらした周波数の局部発振信号を乗算して直交検波を行なうダイレクトコンバージョン受信機において、直交検波で得られたI、Q信号の不要周波数成分を除去するアナログローパスフィルタと、不要周波数成分の除去されたアナログ信号をデジタル信号に変換するA/D変換器と、変換されたデジタル信号に含まれる隣接波の成分を除去するための、極性反転器とマルチプレクサスイッチとデジタル加算器とデジタル減算器とから成るイメージ除去ミキサと、このイメージ除去ミキサから出力されるI、Qベースバンド信号に対して波形整形を行なうルートナイキストフィルタとを設けたものであり、希望信号帯域に落ち込んだ隣接波がイメージ除去ミキサによって除去され、受信障害が防止される。

【0014】請求項2に記載の発明は、このアナログローパスフィルタから出力される信号に対してI、Q利得誤差除去を行なう振幅調整回路を設けたものであり、利得誤差を除くことにより隣接波除去の効果を高めることができる。

【0015】請求項3に記載の発明は、局部発振信号に対して位相調整を行なう位相調整回路を設けたものであり、この位相調整により、隣接波除去の効果を高めることができる。

【0016】請求項4に記載の発明は、このI、Q利得誤差除去をデジタル信号処理により行なうようにしたものであり、振幅調整の自動化が可能となる。

【0017】請求項5に記載の発明は、デジタル信号処理によるI、Q利得誤差除去の実行を、隣接波のレベルによって適応的に選択するようにしたものであり、利得誤差除去の動作を制限することによって演算量の削減

を図ることができる。

【0018】請求項6に記載の発明は、デジタル信号処理によるI、Q利得誤差除去の実行を、A/D変換器の出力する信号レベルによって適応的に選択するようにしたものであり、演算量の一層の削減を図ることができる。

【0019】以下、本発明の実施の形態について、図面を用いて説明する。

【0020】(第1の実施の形態)第1の実施形態のダイレクトコンバージョン受信機は、図1に示すように、信号を受信する空中線1と、入力された局部発振信号33からcos波34及びsin波35を得る移相器2と、受信信号11と局部発振信号34、35とをミキシングしI、Q信号を得るミキサ3、4と、前記I、Q信号に対し不要周波数成分を除去するローパスフィルタ5、6と、アナログ信号をデジタル信号に変換するA/D変換器7、8と、信号の極性を反転する極性反転器23、24、25、26と、並列入力する信号を直列に出力するマルチプレクサスイッチ27、28、29、30と、マルチプレクサスイッチ27の出力46からマルチプレクサスイッチ30の出力49を減算するデジタル減算器31と、マルチプレクサスイッチ28の出力47とマルチプレクサスイッチ29の出力48とを加算するデジタル加算器32と、デジタル減算器31の出力50に対して波形整形を行なうルートナイキストフィルタ9と、デジタル加算器32の出力51に対して波形整形を行なうルートナイキストフィルタ10とを備えている。

【0021】このダイレクトコンバージョン受信機では、空中線1により受信された受信信号11が、それぞれミキサ3、4に入力する。

【0022】ここで、希望波の周波数をfとし、局部発振信号33の周波数をf-f₀とすると、直交復調後に希望波帯域に落ち込むのは周波数がf-2f₀の隣接波である。従って、希望波の他に周波数がf-2f₀の隣接波が1波存在する場合を考える。この場合、信号11は次式で示される。

【0023】

$$S(t) = \{I(t)\cos 2\pi ft + Q(t)\sin 2\pi ft\} + \{II(t)\cos 2\pi(f-2f_0)t + QQ(t)\sin 2\pi(f-2f_0)t\} \quad (1)$$

ただし、I(t)；ベースバンドI信号(希望波成分)

Q(t)；ベースバンドQ信号(希望波成分)

II(t)；ベースバンドI信号(隣接波成分)

QQ(t)；ベースバンドQ信号(隣接波成分)

【0024】局部発振信号33は移相器2に入力し、移相器2の出力するcos波34とsin波35とは、それぞれ

$$\begin{aligned} SI(t) &= \{I(t)\cos 2\pi ft + Q(t)\sin 2\pi ft\}\cos 2\pi(f-f_0)t \\ &\quad + \{II(t)\cos 2\pi(f-2f_0)t + QQ(t)\sin 2\pi(f-2f_0)t\}\cos 2\pi(f-f_0)t \\ &= \{I(t)\cos 2\pi fot + Q(t)\sin 2\pi fot\}/2 \\ &\quad + \{II(t)\cos 2\pi fot - QQ(t)\sin 2\pi fot\}/2 \\ &\quad + \{I(t)\cos 2\pi(2f-f_0)t + Q(t)\sin 2\pi(2f-f_0)t\}/2 \\ &\quad + \{II(t)\cos 2\pi(2f-3f_0)t + QQ(t)\sin 2\pi(2f-3f_0)t\}/2 \end{aligned} \quad (2)$$

ミキサ3、4に入力する。

【0025】ミキサ3は、信号11とcos波34とをミキシングし、ダウンコンバートして、信号SI(t)36を出力する。信号SI(t)36は次式で示される。

【0026】

【0027】同様に、ミキサ4は、信号11とsin波35
とをミキシングし、ダウンコンバートして、信号SQ
(t) 37を出力する。信号SQ (t) 37は次式で示され

$$\begin{aligned} SQ(t) = & \{I(t)\cos 2\pi ft + Q(t)\sin 2\pi ft\}\sin 2\pi(f-f_0)t \\ & + \{I(t)\cos 2\pi(f-2f_0)t + Q(t)\sin 2\pi(f-2f_0)t\}\sin 2\pi(f-f_0)t \\ = & \{-I(t)\sin 2\pi f_0 t + Q(t)\cos 2\pi f_0 t\}/2 \\ & + \{I(t)\sin 2\pi f_0 t + Q(t)\cos 2\pi f_0 t\}/2 \\ & + \{I(t)\sin 2\pi(2f-f_0)t + Q(t)\cos 2\pi(2f-f_0)t\}/2 \\ & + \{I(t)\sin 2\pi(2f-3f_0)t + Q(t)\cos 2\pi(2f-3f_0)t\}/2 \end{aligned} \quad (3)$$

【0029】次に、信号36は、アナログローパスフィル
タ5に入力し、不要周波数成分が除去され、信号SSI
(t) 38として出力される。信号SSI (t) 38は次式

$$\begin{aligned} SSI(t) = & \{I(t)\cos 2\pi f_0 t + Q(t)\sin 2\pi f_0 t\}/2 \\ & + \{I(t)\cos 2\pi f_0 t - Q(t)\sin 2\pi f_0 t\}/2 \end{aligned} \quad (4)$$

【0031】同様に、信号37は、アナログローパスフィ
ルタ6に入力し、不要周波数成分が除去され、信号SS
Q (t) 39として出力される。信号SSQ (t) 39は次

$$\begin{aligned} SSQ(t) = & \{-I(t)\sin 2\pi f_0 t + Q(t)\cos 2\pi f_0 t\}/2 \\ & + \{I(t)\sin 2\pi f_0 t + Q(t)\cos 2\pi f_0 t\}/2 \end{aligned} \quad (5)$$

【0033】信号38はA/D変換器7によってディジタ
ル信号に変換され、信号DI (nT) 40として出力され

$$\begin{aligned} DI(nT) = & \{I(nT)\cos 2\pi f_0 nT + Q(nT)\sin 2\pi f_0 nT\}/2 \\ & + \{I(nT)\cos 2\pi f_0 nT - Q(nT)\sin 2\pi f_0 nT\}/2 \end{aligned} \quad (6)$$

ただし、 $n=0, 1, 2, \dots$
T; サンプリグ周期

デジタル信号に変換され、信号DQ (nT) 41として
出力される。信号DQ (nT) 41は次式で示される。

【0035】同様に、信号39はA/D変換器8によって

$$\begin{aligned} DQ(nT) = & \{-I(nT)\sin 2\pi f_0 nT + Q(nT)\cos 2\pi f_0 nT\}/2 \\ & + \{I(nT)\sin 2\pi f_0 nT + Q(nT)\cos 2\pi f_0 nT\}/2 \end{aligned} \quad (7)$$

【0037】次に、信号40は極性反転器23、24によって
極性反転され、それぞれ信号42と43とが得られる。同様
に、信号41は極性反転器25、26によって極性反転され、
それぞれ信号44と45とが得られる。

サスイッチ27によってサンプリグ周期のタイミングで
時間順に選択され、信号I1 (nT) 46として出力され
る。信号46は次式で示される。

【0039】

【0038】次に、信号40と信号42とは、マルチプレク

$$\begin{aligned} I1(nT) = & DI(nT); n=4k \\ & 0 \quad ; n=4k+1 \\ & -DI(nT); n=4k+2 \\ & 0 \quad ; n=4k+3 \end{aligned} \quad (8)$$

ただし、 $k=0, 1, 2, \dots$

【0040】ここで、信号I1(nT)に $\cos 2\pi f_0 nT$ を乗算す
ると $I1(nT)\cos 2\pi f_0 nT$ となるが、 $f_0=1/4T$ とした場合
(ローカル信号の1周期のオーバーサンプリグを4と
した場合)の信号 $I1(nT)\cos 2\pi f_0 nT$ は(8)式のように
変形できる。従って、(8)式は信号I1(nT)に $\cos 2\pi f_0$
 nT を乗算することと等価である。

$$\begin{aligned} Q1(nT) = & 0 \\ & DI(nT); n=4k+1 \\ & 0 \quad ; n=4k+2 \\ & -DI(nT); n=4k+3 \\ I2(nT) = & DQ(nT); n=4k \\ & 0 \quad ; n=4k+1 \end{aligned} \quad (9)$$

【0041】同様にして、信号40と信号43、信号41と信
号44、信号41と信号45は、それぞれマルチプレクサス
イッチ28、29、30によってサンプリグ周期のタイミン
グで時間順に選択され、それぞれ信号Q1(nT)47、信号I2(n
T)48、信号Q2(nT)49として出力される。信号47、48、49
はそれぞれ次式で示される。

【0042】

$$\begin{array}{l} -DQ(nT); n=4k+2 \\ 0 \quad ; n=4k+3 \end{array} \quad (10)$$

$$\begin{array}{l} Q2(nT)= 0 \quad ; n=4k \\ DQ(nT); n=4k+1 \\ 0 \quad ; n=4k+2 \\ -DQ(nT); n=4k+3 \end{array} \quad (11)$$

【0043】次に、信号I1(nT)46と信号Q2(nT)49とはデジタル減算器31に入力する。デジタル減算器31の出

$$\begin{array}{l} I1(nT)-Q2(nT)= DI(nT); n=4k \\ -DQ(nT); n=4k+1 \\ -DI(nT); n=4k+2 \\ DQ(nT); n=4k+3 \end{array} \quad (12)$$

ここで、 $f_0=1/4T$ であるから、

$$n=4k \text{のときの } DI(nT)=\{I(nT)/2\}+\{II(nT)/2\}$$

$$n=4k+1 \text{のときの } -DQ(nT)=\{I(nT)/2\}-\{II(nT)/2\}$$

$$n=4k+2 \text{のときの } -DI(nT)=\{I(nT)/2\}+\{II(nT)/2\}$$

$$n=4k+3 \text{のときの } DQ(nT)=\{I(nT)/2\}-\{II(nT)/2\}$$

となり、サンプリング周期で見たとき、希望信号帯域に

$$\begin{array}{l} Q1(nT)+I2(nT)= DQ(nT); n=4k \\ DI(nT); n=4k+1 \\ -DQ(nT); n=4k+2 \\ -DI(nT); n=4k+3 \end{array}$$

$$n=4k \text{のときの } DQ(nT)=\{Q(nT)/2\}+\{QQ(nT)/2\}$$

$$n=4k+1 \text{のときの } DI(nT)=\{Q(nT)/2\}-\{QQ(nT)/2\}$$

$$n=4k+2 \text{のときの } -DQ(nT)=\{Q(nT)/2\}+\{QQ(nT)/2\}$$

$$n=4k+3 \text{のときの } -DI(nT)=\{Q(nT)/2\}-\{QQ(nT)/2\}$$

【0047】従って、希望信号帯域に落ち込んだ隣接波が除去され、デジタル加算器32からは信号Q(nT)51が出力される。

【0048】最後に、信号I(nT)50と信号Q(nT)51とは、それぞれルートナイキストフィルタ9、10によって波形整形されるとともに希望信号帯域外の隣接波を除去され、それぞれベースバンドI信号21とベースバンドQ信号22とが得られる。

【0049】このように、第1の実施形態のダイレクトコンバージョン受信機では、直交検波器に入力する局部発振信号の周波数をRF信号の周波数からずらして直交検波を行なう場合に、直交検波器により出力される2つの系統の信号に対し、極性反転器とマルチプレクサスイッチとデジタル減算器とデジタル加算器とにより構成されるイメージ除去ミキサを用いて、希望信号帯域に落ち込んだ隣接波を除去しており、こうすることによって、隣接波に起因する受信障害の発生を防ぐことができる。

【0050】また、イメージ除去ミキサをデジタル乗算器を用いずに構成することによって、演算量を削減することができ、さらにデジタル信号処理部の処理速度の高速化を図ることができるため、アナログローパスフィルタの次数を削減することができ、アナログ回路の回路規模の削減が可能となる。この受信機では、デジタ

力は次式のようなになる。

$$【0044】$$

落ち込んだ隣接波が除去され、デジタル減算器31からは信号I(nT)50が得られる。

【0045】同様に、信号Q1(nT)47と信号I2(nT)48とはデジタル加算器32に入力し、デジタル加算器32の出力は次のようになる。

$$【0046】$$

$$(13)$$

ル信号処理部の処理速度はA/D変換器の処理速度で決まる。一般に、A/D変換器の処理速度はデジタル乗算器の処理速度の4倍程度であるため、全体の処理速度をデジタル乗算器を用いた場合の4倍程度とすることができ、アナログローパスフィルタをバタワース特性のフィルタで実現した場合は次数を3次程度削減することができる。

【0051】(第2の実施の形態)第2の実施形態のダイレクトコンバージョン受信機は、図2に示すように、アナログローパスフィルタ5、6によって出力されるアナログ信号に対し、I、Q利得誤差を除去するための振幅調整回路52、53を備えている。その他の構成は、第1の実施形態(図1)と変わらない。

【0052】この受信機において、信号SSI(t)38と信号SSQ(t)39とを得るまでの動作は、第1の実施形態と同じである。

【0053】信号SSI(t)38と信号SSQ(t)39とは、それぞれ、振幅調整回路52、53によってI、Q利得誤差が除去され、信号54と信号55として出力される。

【0054】それ以降の動作は第1の実施形態と同じである。

【0055】イメージ除去ミキサによる希望信号帯域に落ち込んだ隣接波除去効果は、I、Q利得誤差によって劣化する。

【0056】第2の実施形態の構成においては、I、Q利得誤差を振幅調整回路によって除去することにより、第1の実施形態の構成よりもさらに希望信号帯域に落ち込んだ隣接波除去効果を増大させることができる。

【0057】(第3の実施の形態)第3の実施形態のダイレクトコンバージョン受信機は、図3に示すように、移相器2によって出力される局部発振信号に対し位相調整を行なう位相調整回路56を備えている。その他の構成は第2の実施形態(図2)と変わらない。

【0058】この受信機の移相器2から出力されるcos波34は、位相調整回路56によって位相誤差が除去され、位相調整されたcos波57としてミキサ3に出力される。イメージ除去ミキサによる希望信号帯域に落ち込んだ隣接波除去効果は、I、Q利得誤差の他に局部発振信号の位相誤差によって劣化する。第3の実施形態の受信機では、局部発振信号の位相誤差を位相調整回路によって除去しているため、第2の実施形態の受信機よりもさらに希望信号帯域に落ち込んだ隣接波除去効果を増大させることができる。

【0059】(第4の実施の形態)第4の実施形態のダイレクトコンバージョン受信機は、図4に示すように、I、Q利得誤差の除去をデジタル信号処理で行なうために、振幅情報検出回路58、59と、デジタル乗算器60、61とを備えている。

【0060】この受信機において、信号DI(t)40と信号DQ(t)41とを得るまでの動作は、第1の実施形態と同じである。

【0061】信号DI(t)40と信号DQ(nT)41とは、それぞれ振幅情報検出回路58、59に入力され、2乗の演算をされ、さらに平方根の演算をされ、信号DI(t)の振幅情報信号62、及び信号DQ(t)の振幅情報信号63が出力される。次に、信号DI(t)40と信号DQ(t)の振幅情報信号63とは、デジタル乗算器60で乗算され、また、信号DQ(t)41と信号DI(t)の振幅情報信号62とは、デジタル乗算器61で乗算され、I、Q利得誤差の除去された信号64、65が出力される。それ以降の動作は、第1の実施形態と同じである。

【0062】第4の実施形態の受信機では、I、Q利得誤差をデジタル信号処理によって除去しているため、第2の実施形態において必要であった振幅調整作業を削除することができ、無調整化を図ることができる。

【0063】(第5の実施の形態)第5の実施形態のダイレクトコンバージョン受信機は、隣接波レベルによってI、Q利得誤差の除去を行なうか否かを適応的に選択することができる。この受信機は、図5に示すように、利得調整を行なう経路と利得調整を行わない経路とを切り換えるスイッチ66、67、68、69と、A/D変換器7、8の出力における振幅情報を検出する振幅情報検出回路70と、ベースバンド信号21、22の振幅情報を検出する振幅情報検出回路72と、振幅情報検出回路70、72の出力をそれぞれ平均する平均化回路71、73と、平均化回路71の出力から平均化回路73の出力を減算するデジタル減算器74と、デジタル減算器74の出力と基準信号83との差分に基づいて各スイッチ66、67、68、69に切り換え

制御信号84を出力するデジタル減算器75とを備えている。その他の構成は第4の実施形態(図4)と変わらない。

【0064】この受信機において、信号DI(t)40と信号DQ(t)41とを得るまでの動作は、第1の実施形態と同じである。

【0065】信号DI(t)40と信号DQ(t)41とは、それぞれスイッチ66、68、スイッチ67、69によって、I、Q利得誤差の除去を行なうか否かが適応的に選択され、それぞれ信号76、信号77として出力される。ここで、I、Q利得誤差の除去を行なう場合の動作は第4の実施形態と同じである。

【0066】また、信号DI(t)40と信号DQ(t)41とは振幅情報検出回路70に入力し、2乗されて加算され、さらに平方根の演算をされ、信号78として出力される。また、信号78は平均化回路71によって平均化の演算をされ、信号79として出力される。同様に、ベースバンドI信号21とベースバンドQ信号22とは、振幅情報検出回路72に入力し、2乗されて加算され、さらに平方根の演算をされ、信号80として出力される。また、信号80は平均化回路73によって平均化の演算をされ、信号81として出力される。次に、信号79と信号81とは、デジタル減算器74によって減算され、隣接波レベルを表す信号82が出力される。

【0067】デジタル減算器75は、信号82と基準信号(REF1)83との差分を演算し、差分に基づいて制御信号84を出力する。制御信号84は、スイッチ66、67、68、69の切り換えを制御する。

【0068】イメージ除去ミキサによる希望信号帯域に落ち込んだ隣接波除去効果は、I、Q利得誤差によって劣化するが、I、Q利得誤差の除去は隣接波レベルが希望信号レベルに対して十分大きい場合にのみ行なえばよく、I、Q利得誤差の除去を行なうか否かを適応的に選択することにより、演算量の削減を図ることができる。

【0069】第5の実施形態の受信機では、隣接波レベルによってI、Q利得誤差の除去を行なうか否かを適応的に選択しているため、第4の実施形態よりもさらに演算量の削減を行なうことができる。

【0070】(第6の実施の形態)第6の実施形態のダイレクトコンバージョン受信機は、図6に示すように、A/D変換器7、8の出力信号40、41のレベルだけを用いて、I、Q利得誤差の除去を行なうか否かを適応的に選択している。この構成では、第5の実施形態(図5)で備えていた振幅情報検出回路72、平均化回路73及びデジタル減算器74を有しておらず、その点だけが第5の実施形態と違っている。

【0071】この受信機では、A/D変換器7、8の出力信号40、41のレベルが振幅情報検出回路70で検出され、平均化回路71で求めた平均値がデジタル減算器75に入力し、デジタル減算器75は、この値と基準信号

(REF 2) 85との差分を演算し、この差分に基づいて、スイッチ66、67、68、69の切り換えを制御する制御信号84を出力する。

【0072】この第6の実施形態の受信機では、第5の実施形態よりもさらに演算量を削減して、I、Q利得誤差の除去を行なうか否かを適応的に選択することができる。

【0073】

【発明の効果】以上の説明から明かなように、本発明のダイレクトコンバージョン受信機は、直交検波器にRF信号からずらした周波数の局部発振信号を入力して直交検波を行なう場合に、希望信号帯域に落ち込む隣接波を除去することによって受信障害の発生を防ぐことができる。

【0074】また、この隣接波の除去処理を、ディジタル乗算器を使わずに、極性反転器とマルチプレクサスイッチとディジタル減算器とディジタル加算器とより構成されるイメージ除去ミキサを用いて行なっているため、演算量を削減することができ、ディジタル信号処理部の処理速度を、ディジタル乗算器を用いる場合の凡そ4倍程度に高速化することができる。

【0075】また、それに伴って、アナログ回路の回路規模を削減することができ、アナログローパスフィルタをパワースペクトル特性のフィルタで実現した場合、その次数を3次程度削減することができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】第1の実施形態のダイレクトコンバージョン受信機の構成を示すブロック図、

【図2】第2の実施形態のダイレクトコンバージョン受

信機の構成を示すブロック図、

【図3】第3の実施形態のダイレクトコンバージョン受信機の構成を示すブロック図、

【図4】第4の実施形態のダイレクトコンバージョン受信機の構成を示すブロック図、

【図5】第5の実施形態のダイレクトコンバージョン受信機の構成を示すブロック図、

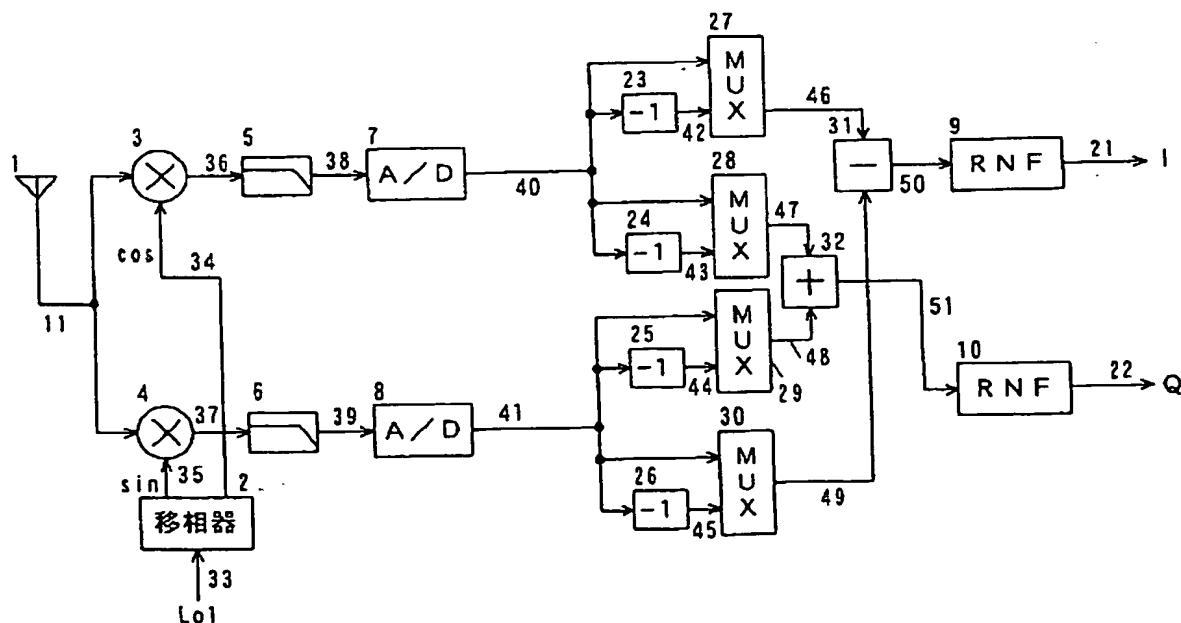
【図6】第6の実施形態のダイレクトコンバージョン受信機の構成を示すブロック図、

【図7】従来のダイレクトコンバージョン受信機の構成を示すブロック図である。

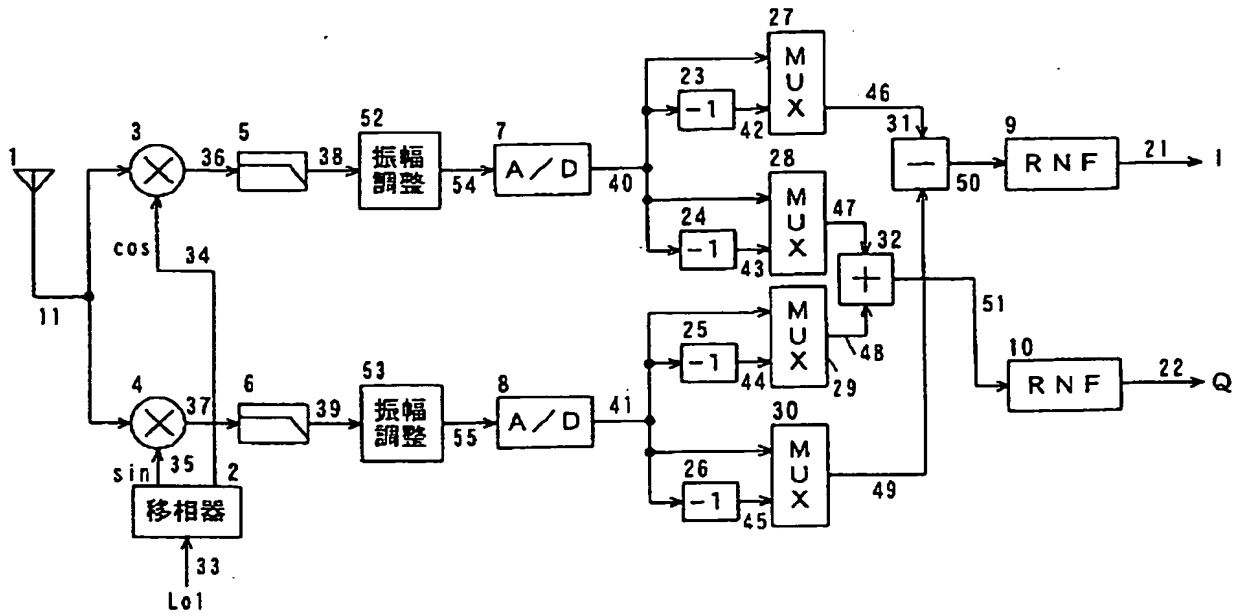
【符号の説明】

- 1 空中線
- 2 移相器
- 3、4 ミキサ
- 5、6 アグローパスフィルタ
- 7、8 A/D変換器
- 9、10 ルートナイキストフィルタ
- 23、24、25、26 極性反転器
- 27、28、29、30 マルチプレクサスイッチ
- 31、74、75 デジタル減算器
- 32 デジタル加算器
- 52、53 振幅調整回路
- 56 位相調整回路
- 58、59、70、72 振幅情報検出回路
- 60、61 デジタル乗算器
- 66、67、68、69 スイッチ
- 71、73 平均化回路
- 83、85 基準信号

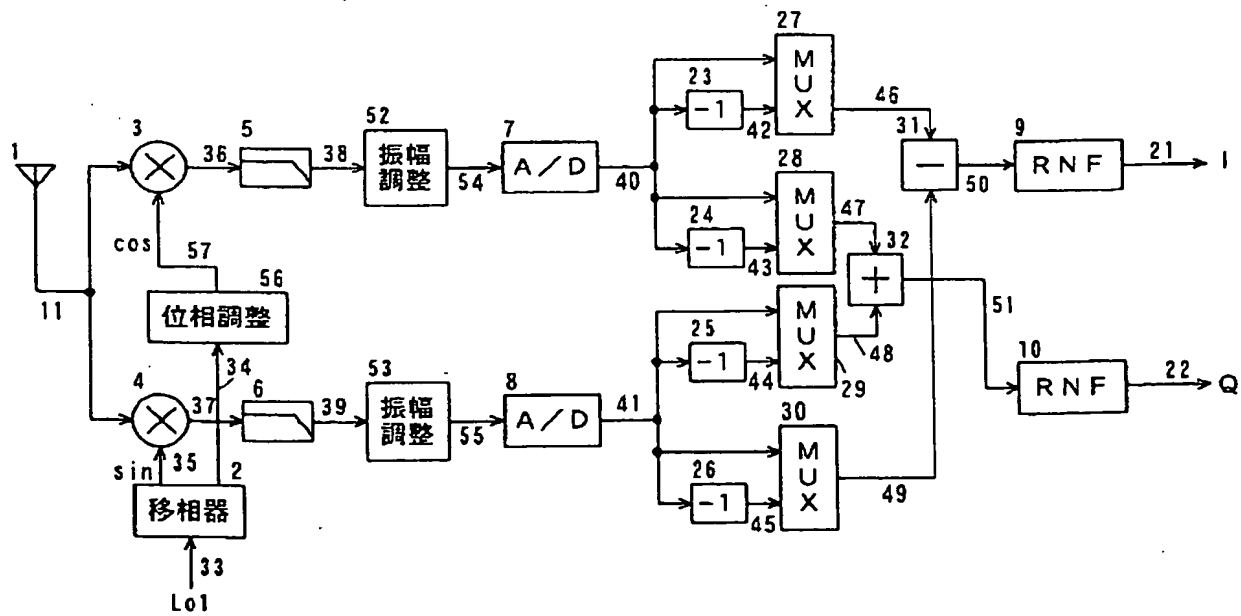
【図1】



【図 2】



【図 3】



【図4】

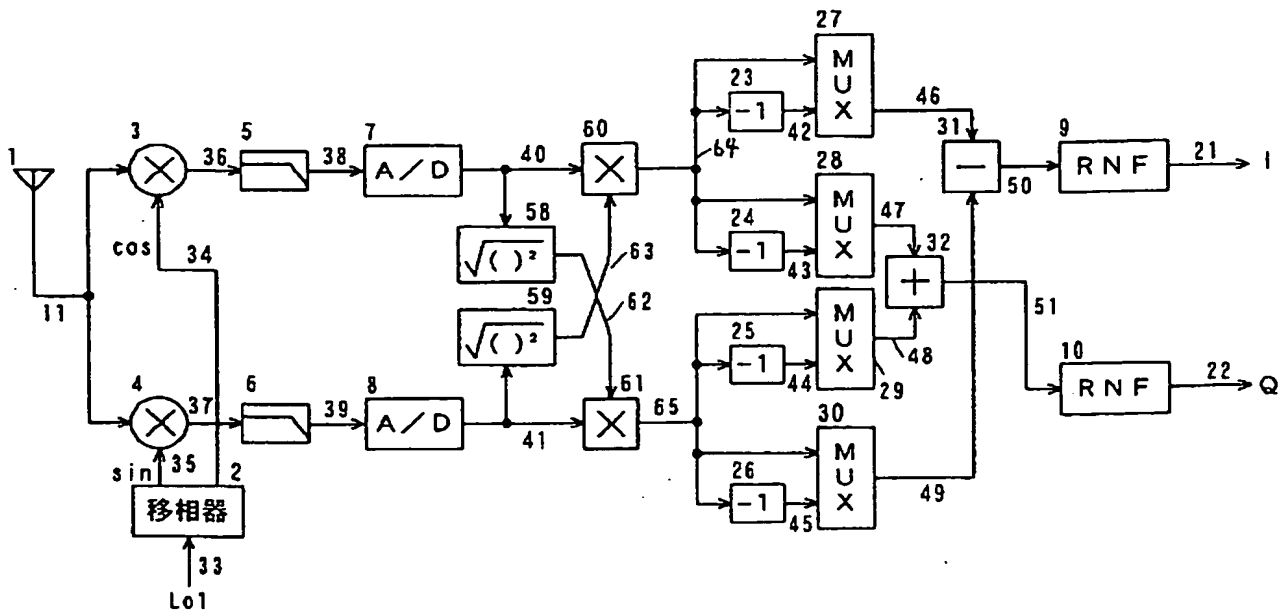
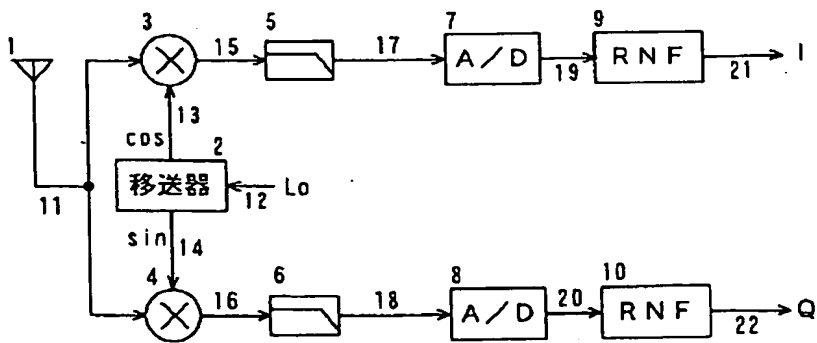
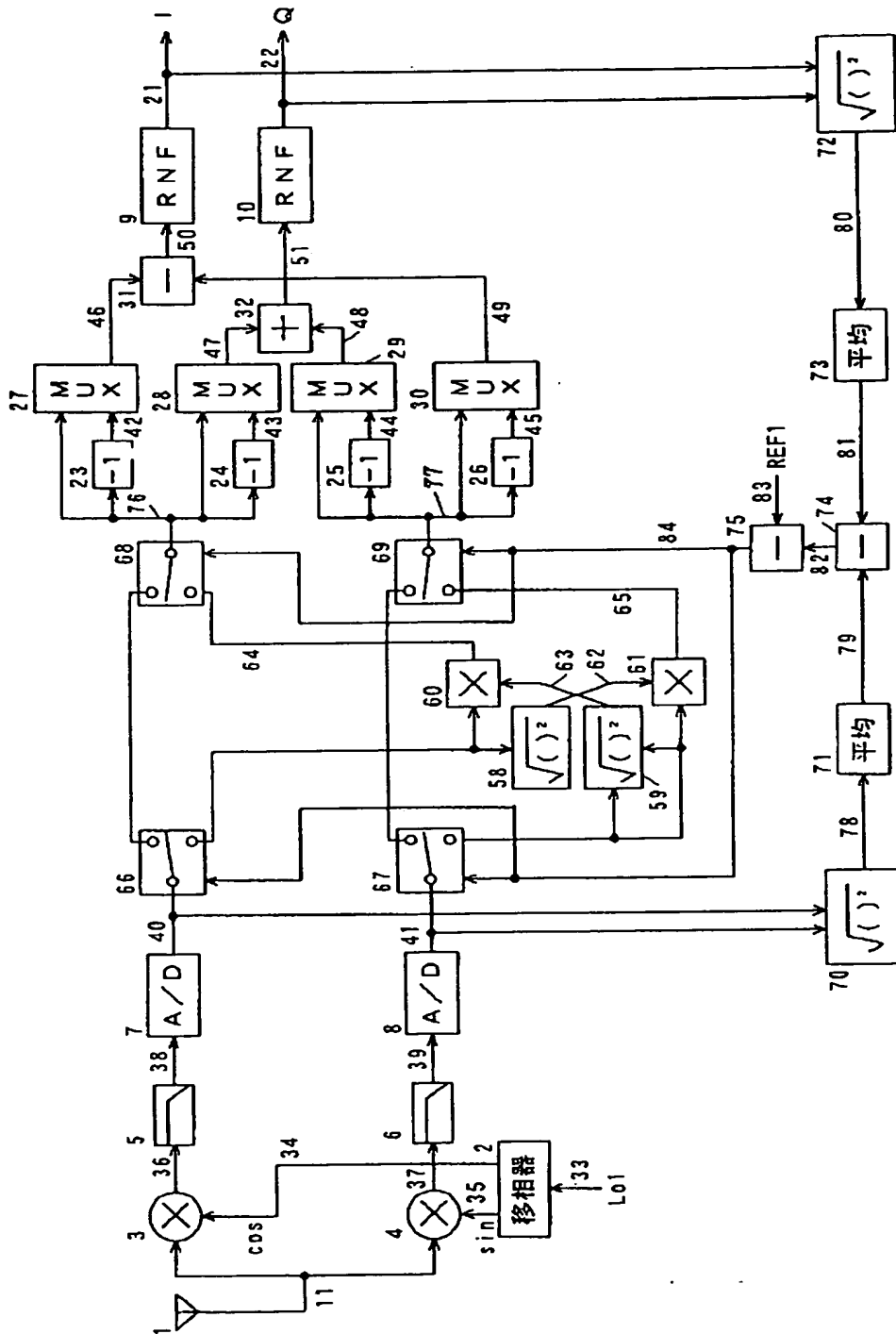


図7

【図7】



【図5】



【図6】

